

JP 2004-104951 A 2004.4.2

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特願2004-104951

(P2004-104951A)

(43) 公開日 平成16年4月2日 (2004.4.2)

(51) Int.Cl.⁷
H02P 6/12F 1
H02P 6/02 371 Pテーマコード (参考)
5H560

		検索請求 未請求 請求項の数 4 〇 L (全 7 頁)	
(21) 出願番号	特願2002-286164 (P2002-286164)	(71) 出願人	000228730 日本サークル株式会社 東京都千代田区神田英土代町 7
(22) 出願日	平成14年9月12日 (2002. 9. 12)	(72) 発明者	松浦 秀一 横生市相生町3丁目93番地 日本サークル株式会社横生工場内 ドターム (参考) 5H560 BB02 DAD2 EB01 EC01 ED05 JJ03 JJ13 SS03 VA05 XB01

(54) 【発明の名称】 DCブラシレスモータの制御回路

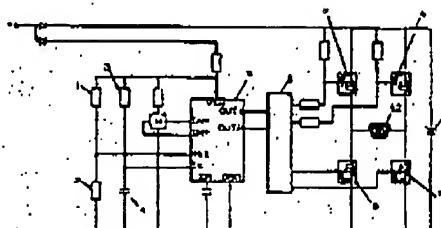
(57) 【要約】

【課題】 本発明は、DCブラシレスモータの制御回路で单相全波逆説用のもので、逆流用コンデンサを用いずにスイッチングノイズを消去できる回路の実現を目的とする。

【解決手段】 本発明に成るDCブラシレスモータの制御回路は、前記全波逆説用の上側アームAチャネルMOSFET 2個が無通電時間(逆流区間)の間に下側アームBチャネルMOSFET 2個を通電して固定子巻線の回生電流を逆流する如く構成される。

又、上記の構成において磁気検出器を回転子の回転方向に所定角度移動させて設け、電流波形を改善して効率を高めるように構成される。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項1】

単相固定子巻線を備える固定子と、該固定子と空隙を介して対向し回転自在に駆動され、周方向にN-S磁極を有する永久磁石を備えた回転子と、該回転子の磁極位置を検出する磁気検出器と、該磁気検出器の出力を受け前記単相固定子巻線に交互方向に通電させる単相全波通電制御回路とを備えるDCブラシレスモータの制御回路であつて、前記磁気検出器の出力を2相半波用駆動ICに入力し、該2相半波用駆動ICの出力を2信号—4信号交換回路を介して前記単相全波通電制御回路の上側アームPチャネルMOSFET 2個と下側アームNチャネルMOSFET 2個に入力するように構成されているものにおいて、前記磁気検出器の出力により転流するとき、前記全波通電制御回路の上側アームPチャネルMOSFET 2個が無通電時間(遅流区間)の間に、下側アームNチャネルMOSFET 2個を通電して固定子巻線の回生電流を遅流するように構成されていること、を特徴とするDCブラシレスモータの制御回路。

【請求項2】

前記単相全波通電制御回路は、上側アームにPチャネルMOSFET (TR1)と、PチャネルMOSFET (TR3)と、下側アームにNチャネルMOSFET (TR4)と、NチャネルMOSFET (TR2)を設け、上側アームPチャネルMOSFET (TR1)と、下側アームNチャネルMOSFET (TR2)とを直列に、また上側アームPチャネルMOSFET (TR3)と、下側アームNチャネルMOSFET (TR4)とを直列に接続し、前記(TR1)と(TR2)との接続点と、(TR3)と(TR4)との接続点の間に、単相固定子巻線を接続するように構成されているものにおいて。
前記磁気検出器の出力により転流するとき、上側アーム(TR1とTR3)がOFFの間に、下側アーム(TR2とTR4)がONとなるように構成されていること、を特徴とする請求項1に記載のDCブラシレスモータの制御回路。

【請求項3】

前記2相半波用駆動用ICのしきい値電圧を上昇させ、上側アームの(TR1)と(TR3)の通電時間が、下側アームの(TR2)と(TR4)より短くなるように無通電時間(遅流区間)が設定されていること、を特徴とする請求項1または2に記載のDCブラシレスモータの制御回路。

【請求項4】

前記磁気検出器が、回転子の回転方向に所定角度ずれた位置に設けられ、過電流終期の位置が誘起電圧の低圧域に移動するように構成されていること、を特徴とする請求項1から3のいずれかに記載のDCブラシレスモータの制御回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明が属する技術分野】

本発明は、DCブラシレスモータの制御回路、特に回生電流平滑用コンデンサを使用せずにスイッチングサーボを吸収することのできる制御回路に関する。

【0002】

【従来の技術】

【特許文献1】電気モータ駆動装置：特公平6-36675号公報

現在市販されている単相全波用の駆動ICは、出力段がIC内に組み込まれているため、高出力用としては適さない。

【0003】

図7は從来から実施されているDCブラシレスモータ用単相全波駆動回路の一例で、Hは磁気検出器のホール素子、21は単相全波用駆動IC、22は単相固定子巻線、23は回生電流平滑用コンデンサである。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

上述従来技術に成る単相全波用駆動回路では、その出力段が21のC1の内部に組み込ま

10

20

30

40

50

(3)

JP 2004-104951 A 2004.4.2

れており出力電流が制限されているので、高出力用として適さない。また電流回生ルートとして出力用制御素子のアーム間にコンデンサ23を接続し回生電流を平滑している。この平滑コンデンサはアルミ電解コンデンサが一般的に使用されるが、静電容量が大きく(約47μF~100μF)、耐圧も充分余裕のある電解コンデンサを使用する必要があるため、比較的体積が大きく、製品の小型化に難がある。また、アルミ電解コンデンサの寿命により回路の寿命が決まってしまうという問題を抱えている。

【0008】

【課題を解決するための手段】

本発明に成るDCブラシレスモータの制御回路は、単相固定子巻線を備えた固定子と、該固定子と空隙を介して対向しNS極の磁極を有する永久磁石を偶々回転自在に軸支された回転子と、該回転子の磁極位置を検出する磁気検出器と、該磁気検出器の出力を受け前記単相固定子巻線に交互方向に通電させる単相全波通電制御回路とを備えたDCブラシレスモータの制御回路で、前記磁気検出器の出力を2相半波用駆動ICに入力し、該2相半波用駆動ICの出力を2信号-4信号変換回路を介して単相全波通電制御回路の上側アームPチャネルMOSFET2個と下側アームNチャネルMOSFET2個に入力するものにおいて、前記磁気検出器の出力により転流するときに、前記全波通電制御回路の上側アームPチャネルMOSFET2個の無通電時間(還流区間)を利用して下側アームNチャネルMOSFET2個を通電して固定子巻線の回生電流を還流するように構成される。

【0006】

その結果回生電流吸収用コンデンサを使用しないで通電制御回路において無通電時間(還流区間)を設けることで、この還流区間でサージを吸収し、これにより基板面積を縮小して製品の小型化と長寿命化を図れる効果がある。

【0007】

又、第2の手段として、磁気検出器の取り付け位置を、回転子の回転方向に所定角度移動させることにより通電開始時期を早くして無効電流を減少せしめ効率を向上させる効果がある。

【0008】

【実施例】

以下図面によって本発明の実施例を説明する。

図1は本発明になるDCブラシレスモータの制御回路の概要を示す接続図で、Hは磁気検出器のホール素子、1、2はしきい値電圧設定用抵抗、3、4はCt波形生成用抵抗とコンデンサ、5はブリドライバ用の2相半波用駆動IC、6は2信号-4信号変換回路、7、9は上側PチャネルMOSFET(TR1)、(TR3)、8、10は下側NチャネルMOSFET(TR2)、(TR4)、11はサージ吸収用ツェナーダイオード、12は固定子巻線である。

【0009】

図1に示されたブリドライバ用の2相半波駆動用IC5には、Vinに電源の+がダイオードと抵抗を介して接続され、IN-、IN+にホール素子Hの出力が接続され、しきい値設定用抵抗1と2の接続点がRt1に接続され、抵抗3とコンデンサ4の接続点がCtに接続され、CRとグランドの間にロック検出用コンデンサが接続され、OUT1とOUT2が2信号-4信号変換回路6に接続されており、ホール素子Hの出力が切り替わるタイミングに同期してCt回路3、4が充放電を繰り返し、その波形のしきい値が抵抗1と2の値で調整されるよくなっている。

【0010】

2信号-4信号変換回路6は、2相半波駆動用IC5の出力信号OUT1とOUT2の2信号を入力し、OUT1の信号と該OUT1信号の理論反転出力の2信号と、又OUT2の出力と、該OUT2の出力の理論反転出力の2信号を出力し、該変換回路6のOUT1の出力を、出力回路の制御素子の(TR1)7のゲート端子に、OUT1の理論反転出力を(TR2)ゲート端子に、OUT2の出力を(TR3)のゲート端子に、OUT2の理論反転出力を(TR4)のゲート端子に夫々接続してある。

10

20

30

40

50

(4)

JP 2004-104951 A 2004.4.2

【0011】

図2 (a) は出力回路の上側アームMOSFET、(TR1)、(TR3)、と下側アーム(TR2)、(TR4)と固定子巻線12と、ツエナーダイオード11の接続を示す図である。

図2 (b) は図1に示した本発明の回路において、ホール素子Hの出力電圧H1と、Ct回路の波形Ctとしきい値電圧と、出力回路の上側アームのPチャネルMOSFET7 (TR1) と9 (TR8) のゲート信号電圧と、下側アームのNチャネルMOSFET8 (TR2) と10 (TR4) のゲート信号電圧の関係を示す説明図で、ホール素子Hの出力電圧H1の周期と同期して変化するようになっている。

【0012】

そして、図2 (b) に示すように図1の抵抗1と2の調整によりしきい値電圧をCt波形の最小値より高くしていくと上側アームのPチャネルMOSFET (TR1) のゲート信号はON時間が短く、OFF時間が長くなり、(TR3) のゲート信号はOFF時間が長くなり、ON時間が短くなる。上側アームの信号の理論反転信号による下側アームではNチャネルMOSFET (TR2) のゲート信号出力信号のON時間が長くOFF時間が短くなり、(TR4) のゲート信号はON時間が長く、OFF時間が短くなる。

10

【0013】

図2 (b) に示すようにホール素子Hの出力電圧の周期とCt波形は同期して発生し、Ct波形電圧がしきい値電圧を超えた時間が通電ON時間となり、上側アームの逆電流素子においては、ホール素子Hの出力電圧の+半サイクル (OUT1信号) を受ける (TR1) のゲート信号は、Ct波形がしきい値電圧を超えるとONとなりCt波形電圧が立ち下がるとOFFとなり、次の+半サイクルで同様な区間がONとなるように繰り返し、ホール素子Hの出力電圧の一側半サイクル (OUT2信号) を受ける (TR3) のゲート信号は、Ct波形がしきい値電圧を超えるとONとなりCt波形電圧が立ち下がるとOFFとなり、次の+半サイクルで同様な区間がONとなるように繰り返す。

20

【0014】

一方下側通電素子においては、ホール素子Hの出力電圧の+半サイクル (OUT1信号) の反転出力を受ける (TR2) のゲート信号は、前記 (TR1) のゲート信号のOFF区間がONとなり、ホール素子Hの出力電圧の一側半サイクル (OUT2信号) の反転出力を受ける (TR4) のゲート信号は、(TR2) がOFF区間がONとなる。

30

【0015】

ここで、上側アームの (TR1) がOFFからONとなる時刻と (TR3) がONからOFFとなる時刻との間に (TR1) と (TR3) が同時にOFFとなる時間が発生し、この時間を還流時間(還流区間)と呼び、この時間では下側アームの (TR2) がONからOFFとなる時刻と、(TR4) がOFFからONとなる時刻との間に (TR2) と (TR4) が同時にONとなる時間が発生し、図4に示すように逆電時間で (TR1) から (TR4) に電流が流れている場合、還流電流が (TR4) から (TR2) の内部ダイオードを介して固定子巻線12から (TR4) へと流れで固定子巻線12で消費することによりスイッチ回路に発生するサージ電圧の発生を防止できる。

40

又、逆に逆電時間で (TR3) から (TR2) へ電流が流れている時は還流電流は (TR2) から (TR4) の内部ダイオードを経由して固定子巻線を経由して (TR2) へ戻るようして固定子巻線12で消費することによりスイッチ回路に発生するサージ電圧の発生を防止できる。

【0016】

図3 (a) には、この状態の (TR1)、(TR3)、(TR2)、(TR4) の各逆電素子の逆電制御信号と電流波形とを示し、(TR1)、(TR3)、(TR2)、(TR4) の各逆電素子と固定子巻線12との電流経路を図3bに示してある。

【0017】

図3 (a)において、(TR1) と (TR3) が同時にOFFである時間(還流区間)に (TR2) と (TR4) が同時にONとなり(還流時間)に還流電流が流れる制御状態が

50

(5)

JP 2004-104951 A 2004.4.2

表わされ、図3(b)に示した(TR1)から固定子巻線12と(TR4)へと流れる電流Iaとの波形が示されT1の区間が遅流時間に相当し、T1の区間の電流は逆方向に流れ、電源から流れる電流Iは図示のように遅流時間には遅流が流れない。

【0018】

図3(u)に示す場合においては、(TR1)と(TR3)がOFFとなるタイミングが(TR2)と(TR4)がONとなるタイミングより早い必要があるが、2倍号—1倍号変換回路6から送られる(TR2)と(TR4)の駆動用信号は(TR1)と(TR3)の駆動信号の反転信号であるからわずかに遅れるので上記の条件が保たれる。

【0019】

固定子巻線12の実効電流は(TR1)と(TR4)を直列に、(TR3)と(TR2)を直列に流れるから、遅電時間の短い上側通電素子の実効電流および遅流区間内の遅流電流となる。

10

【0020】

遅流時間(遅流区間)の設定は、図1に示したしきい値電圧を調節する抵抗1と2の値を調節してCt波形との交点を上下して通電ONの時間を調節する。

【0021】

しかし、起動時や外部負荷により過負荷となり無遅電時間内で遅流しきれない場合は(TR3)9と(TR4)10の間に接続された上記通電素子の耐圧以下のツースナーダイオードD11により吸収して上記通電素子の破壊を防止するようになっている。

20

【0022】

本発明の第2の手段は、遅流区間を設ける場合に回転子の磁極位置を検出する磁気検出器Hの取付け位置を回転子の回転方向に所定角度移動して設けることにより無効電流を減少させて効率を高めする手段で、図5は従来から実施されている磁気検出器H(ホール素子)を配置した場合の誘起電圧(I)とホール素子の出力電圧(O)と、無遅電区間(遅流区間)と電流波形(H)との関係を示す説明図で、(I)の誘起電圧と(O)のホール素子Hの出力電圧の切り替わりは同一タイミングで発生し、制御回路によりホール素子の電圧切り替え時からT時間(遅流時間)遅れて電流が流れ始め、誘起電圧が0となつた時にも通電しているので遅電終期の電流値が跳ね上がり無効電流が増加して効率が悪くなる。

【0023】

そこで本発明においては、図8に示すようにホール素子Hを図5に示した位置より回転子の回転方向に α なる角度移動させて設ける。

30

これによりホール素子Hの発生電圧が誘起電圧より α 角度進んだ位相となり、制御回路によりホール素子Hの出力電圧が発生してからT時間(遅流時間)後に通電が開始され、誘起電圧が0にならない低圧域でホール素子Hの出力が0となるから通電終期における電流波形が跳ね上がらないので無効電流を減少させ効率が高くなる。

【0024】

上記のホール素子Hを移動させる角度 α は、図6に示す電流波形の通電区間Bと遅流区間Tとの合計が遅電波形の1周期に相当し、この遅流区間Tの1/2の時間に回転子が移動する角度が最適である。

40

【0025】

ところが、本発明のDCブラシレスモータにおいては、図1に示した制御回路において、プリドライバ回路5に設けたct波形のしきい値を制御する抵抗1と2を調節して通電ON、OFF時間を制御して回転速度と遅流区間を設定するように構成されているので、まずホール素子Hを予想した前進角度位置に設定し、この位置でしきい値電圧を調整し、回転速度と遅流区間を調整し、更にホール素子の位置を調整してしきい値電圧を調整して最適のホール素子の上記のような位置と回転速度と遅流区間を得るようにする。

【0026】

【発明の効果】

本発明によるDCブラシレスモータの制御回路は、上記のような構成であるから、出力制御回路の制御素子の上下アーム間に遅流電流を吸収するコンデンサを設けなくとも遅流電

50

(6)

JP 2004-104951 A 2004.4.2

流を下側アームの制御素子と固定子巻線を介して遮流させることが出来ると共に、回転子の磁極位置を検出する磁気検出器（ホール素子）の取付け位置を回転子の回転方向にある角度逆めて、無効電流を減少させ効率を向上させることが出来る効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に成るDCブラシレスモータの制御回路の一実施例を示す回路図である。

【図2】本発明に成るDCブラシレスモータの制御回路の一実施例の出力回路の接続図(a)と、ホール素子の出力、Ct波形、しきい値電圧、上側アームと下側アームの制御素子のゲート信号との関係を示す図(b)である。

【図3】図1に示す回路で制御素子の上側アームと下側アームと固定子巻線の接続と電流通路を示す図(a)と制御素子の上側アームと下側アームの通電信号と電流波形を示す図(b)である。

【図4】遮流時の電流通路を示す図である。

【図5】従来のホール素子の位置における誘起電圧とホール素子の出力電圧と電流波形を示す図である。

【図6】本発明の第2実施例によるホール素子の位置を移動させた場合の誘起電圧とホール素子の出力電圧と電流波形を示す図である。

【図7】従来から実施されているDCブラシレスモータの制御回路の回路図である。

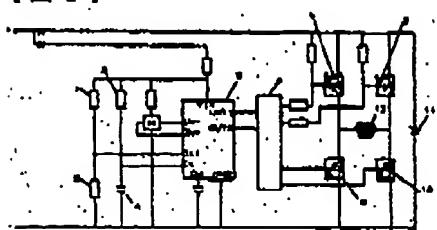
【符号の説明】

1	抵抗	20
2	抵抗	
3	抵抗	
4	コンデンサ	
5	2相半波用駆動IC	
6	2信号-4信号変換回路	
7, 9	PチャネルMOSFET	
8, 10	NチャネルMOSFET	
11	ツェナーダイオード	
12	単相固定子巻線	
21	単相全波駆動用IC	30
22	単相固定子巻線	
23	遮流コンデンサ	
H	ホール素子	

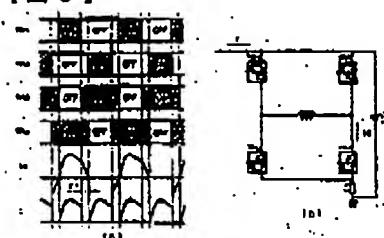
(7)

JP 2004-104951 A 2004.4.2

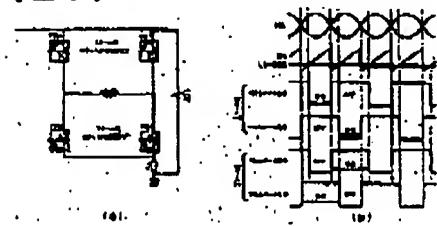
【図1】



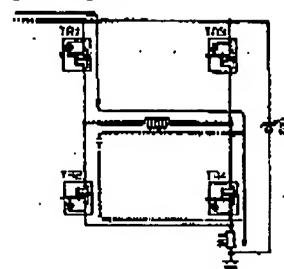
【図3】



【図2】



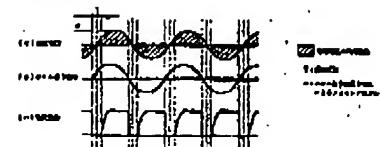
【図4】



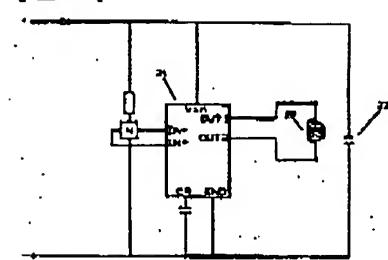
【図5】



【図6】



【図7】



* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any
damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the

5 translation may not reflect the original precisely.

2. **** shows the word which can not be translated.

3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

10

[Claim(s)]

[Claim 1]

A stator equipped with a single phase stator winding, and
the rotator equipped with the permanent magnet which
15 counters through this stator and an opening, is supported
to revolve free [a revolution], and has NS magnetic pole
in a hoop direction, It is the control circuit of DC brushless
motor equipped with the field indicator which detects the
magnetic pole location of this rotator, and the single phase
20 full wave energization control circuit which undergo the
output of this field indicator and said single phase stator
winding is made to energize in the direction of alternation.
The output of said field indicator is inputted into the
actuation IC for 2 phase half waves. In what is constituted
25 so that the output of this actuation IC for 2 phase half waves
may be inputted into two upside arm P channel MOSFETs of said
single phase full wave energization control circuit, and two
bottom arm N-channel metal oxide semiconductor FET through

a 2 signal-4 signal-transformation circuit When commutating with the output of said field indicator, two upside arm P channel MOSFETs of said full wave energization control circuit between the non-resistance welding times (reflux section) The control circuit of DC brushless motor characterized by being constituted so that two bottom arm N-channel metal oxide semiconductor FET may be energized and the regeneration current of a stator winding may be flowed back.

10 [Claim 2]

Said single phase full wave energization control circuit on an upside arm P channel MOSFET (TR1), With P channel MOSFET (TR3), on a bottom arm N-channel metal oxide semiconductor FET (TR4), N-channel metal oxide semiconductor FET (TR2) is prepared. Upside arm P channel MOSFET (TR1), To a serial, bottom arm N-channel metal oxide semiconductor PET (TR2) Moreover, upside arm P channel MOSFET (TR3), In what is constituted so that bottom arm N-channel metal oxide semiconductor FET (TR4) may be connected to a serial and a single phase stator winding may be connected between the above (TR1), a node with (TR2), and the node of (TR3) and (TR4).

The control circuit of DC brushless motor according to claim 1 characterized by constituting the upside arm (TR1 and TR3) so that a bottom arm (TR2 and TR4) may be set to 0 N between OFFs when commutating with the output of said field indicator.

[Claim 3]

The control circuit of DC brushless motor according to claim

1 or 2 characterized by setting up the non-resistance welding time (reflux section) so that the threshold electrical potential difference of said IC for actuation for 2 phase half waves may be raised and the resistance welding 5 time of (TR1) of an upside arm and (TR3) may become short from (TR2) of a bottom arm, and (TR4).

[Claim 4]

The control circuit of DC brushless motor given in either 10 of claims 1-3 characterized by being constituted so that said field indicator may be formed in the location which shifted to the hand of cut of a rotator the degree of predetermined angle and the location of the telophase of energization may move to the low-pressure area of induced voltage.

15

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

20 [The technical field to which invention belongs]

This invention relates to the control circuit of DC brushless motor, especially the control circuit which can absorb a switching surge, without using the capacitor for regeneration current smooth.

25 [0002]

[Description of the Prior Art]

[Patent reference 1] Electric motorised equipment:

JP, 6-36675, B

Since the output stage is incorporated in IC, the actuation IC for single phase full waves by which current marketing is carried out is not suitable as an object for high power.

[0003]

5 Drawing 7 is an example of the single phase full wave actuation circuit for DC brushless motors currently carried out from the former, and, for H, as for the actuation IC for single phase full waves, and 22, the hall device of a field indicator and 21 are [a single phase stator winding and 23]
10 the capacitors for regeneration current smooth.

[0004]

[Problem(s) to be Solved by the Invention]

Since the output stage is included in the interior of C1 of 21 and the output current is restricted, it is not suitable
15 as an object for high power in the actuation circuit for single phase full waves which grows into the above-mentioned conventional technique. Moreover, as the current regeneration root, between the arms of the controlling element for an output, a capacitor 23 is connected and
20 smoothness of the regeneration current is carried out.

Although an aluminium electrolytic condenser is generally used, since electrostatic capacity needs to use the electrolytic capacitor with which pressure-proofing is also generous enough greatly (about 47micro - 100 micro F), this
25 smoothing capacitor has the comparatively large volume, and difficulty is in the miniaturization of a product. Moreover, it has the problem that the life of a circuit will be decided by the life of an aluminium electrolytic condenser.

[0005]

[Means for Solving the Problem]

The control circuit of DC brushless motor which grows into this invention The stator equipped with the single phase stator winding, and the rotator which was equipped with the permanent magnet which counters through this stator and an opening and has the magnetic pole of NS pole, and was supported to revolve free [a revolution], In the control circuit of DC brushless motor equipped with the field indicator which detects the magnetic pole location of this rotator, and the single phase full wave energization control circuit which undergo the output of this field indicator and said single phase stator winding is made to energize in the direction of alternation In what inputs the output of said field indicator into the actuation IC for 2 phase half waves, and inputs the output of this actuation IC for 2 phase half waves into two upside arm P channel MOSFETs of a single phase full wave energization control circuit, and two bottom arm N-channel metal oxide semiconductor FET through a 2 signal-4 signal-transformation circuit When commutating with the output of said field indicator, it is constituted so that two bottom arm N-channel metal oxide semiconductor FET may be energized using the non-resistance welding time (reflux section) of two upside arm P channel MOSFETs of said full wave energization control circuit and the regeneration current of a stator winding may be flowed back.

[0006]

It is effective in absorbing a surge in this reflux section, and this reducing substrate area, and being able to attain a miniaturization and reinforcement of a product by

establishing the non-resistance welding time (reflux section) in an energization control circuit without, using the capacitor for regeneration current absorption as a result.

5 [0007]

Moreover, it is effective in carrying out an energization initiation stage early, making the reactive current decrease, and raising effectiveness as the 2nd means by making the hand of cut of a rotator carry out predetermined 10 include-angle migration of the installation location of a field indicator.

[0008]

[Example]

A drawing explains the example of this invention below.

15 Drawing 1 is the connection diagram showing the outline of the control circuit of DC brushless motor which becomes this invention. 1 is the resistance for threshold electrical-potential-difference setting out, and 3 and 4 for the hall device of a field indicator, and 1 and 2 The 20 resistance for Ct wave generation, and a capacitor, The actuation IC for 2 phase half waves for PURIDORAIBA and 6 5 A 2 signal-4 signal-transformation circuit, For 7 and 9, as for bottom N-channel metal oxide semiconductor FET (TR2), 25 (TR4), and 11, upside P channel MOSFET (TR1), (TR3), and 8 and 10 are [the zener diode for surge absorption and 12] stator windings.

[0009]

In IC5 for 2 phase half wave actuation for PURIDORAIBA shown in drawing 1+ of a power source is connected with diode

through resistance at Vin, and the output of hall device H is connected to IN- and IN+. The node of the resistance 1 and 2 for threshold setting out is connected to RT1, and the node of resistance 3 and a capacitor 4 is connected to Ct. 5 The capacitor for lock detection is connected between CR and a gland, and OUT1 and OUT2 are connected to the 2 signal-4 signal-transformation circuit 6. Synchronizing with the timing from which the output of hall device H changes, the Ct circuits 3 and 4 repeat charge and discharge, and the 10 wave-like threshold has become ** adjusted with the value of resistance 1 and 2.

[0010]

The 2 signal-4 signal-transformation circuit 6 inputs two signals of the output signals OUT1 and OUT2 of IC5 for 2 phase 15 half wave actuation. The signal of OUT1, and two signals of the theoretical reversal output of this OUT1 signal, Moreover, two signals of the theoretical reversal output of the output of OUT2 and this output of OUT2 are outputted. the output of OUT1 of this conversion circuit 6 -- the gate 20 terminal of 7 (TR1) of the controlling element of an output circuit -- the output of OUT2 is connected to the gate terminal of (TR3), and the theoretical reversal output of OUT2 is connected to the gate terminal (TR2) for the theoretical reversal output of OUT1 at the gate terminal of 25 (TR4), respectively.

[0011]

Drawing 2 (a) is drawing showing connection of zener diode 11 with a bottom arm (TR2), and (TR4) and a stator winding 12. [the upside arm MOSFET of an output circuit, (TR1), (TR3),

and]

In the circuit of this invention which showed drawing 2 (b) to drawing 1 The output voltage H1 of hall device H, the wave of Ct circuit -- with Ct, a threshold electrical potential difference, and the gate signal electrical potential difference of P channel MOSFETs 7 (TR1) and 9 (TR3) of the upside arm of an output circuit In the explanatory view showing the relation of the gate signal electrical potential difference of N-channel metal oxide semiconductor FET 8 10 (TR2) and 10 (TR4) of a bottom arm, it changes synchronizing with the period of the output voltage H1 of hall device H.

[0012]

And as shown in drawing 2 (b), when the threshold electrical potential difference is made higher than the minimum value 15 of Ct wave by adjustment of the resistance 1 and 2 of drawing 1 , the gate signal of P channel MOSFET (TR1) of an upside arm has short ON time amount, OFF time amount becomes long, OFF time amount becomes long and, as for the gate signal of (TR3), ON time amount becomes short. With the bottom arm by 20 the theoretical reversal signal of the signal of an upside arm, OFF time amount becomes [ON time amount of the gate signal output signal of N-channel metal oxide semiconductor FET (TR2)] long short, the gate signal of (TR4) has long ON time amount, and OFF time amount becomes short.

25 [0013]

As shown in drawing 2 (b), the period of the output voltage of hall device H and ct wave synchronize, and are generated. The time amount to which Ct wave electrical potential difference exceeded the threshold electrical potential

difference turns into ON hour of energization, and it sets for the energization component of an upside arm. The gate signal which receives + half cycle (OUT1 signal) of the output voltage of hall device H (TR1) If Ct wave exceeds a 5 threshold electrical potential difference, will be set to 0 N, and if Ct wave electrical potential difference falls, OFF will come. Repeatedly the gate signal which receives - side half cycle (OUT2 signal) of the output voltage of hall device H (TR3) so that the same section may serve as ON by 10 the following + side half cycle If Ct wave exceeds a threshold electrical potential difference, it will be set to 0 N, and it repeats so that OFF may come when Ct wave electrical potential difference falls, and the same section may serve as ON by the following + half cycle.

15 [0014]

As for the gate signal with which, as for the gate signal which undergoes the reversal output of + half cycle (OUT1 signal) of the output voltage of hall device H (TR2), the OFF section of the gate signal of the above (TR1), on the 20 other hand, undergoes the reversal output of - side half cycle (OUT2 signal) of the output voltage of hall device H by being set to ON in a bottom energization component (TR4), the OFF section serves as [(TR2)] ON.

[0015]

25 The time amount from which (TR1) and (TR3) serve as OFF simultaneously here between the time of day when (TR1) of an upside arm serves as OFF to ON, and the time of day when (TR3) serves as ON to OFF occurs. The time of day when (TR2) of a bottom arm serves as ON to OFF by reflux time amount

(reflux section), and a call and this time amount in this time amount, The time amount from which (TR2) and (TR4) serve as ON simultaneously between the time of day when (TR4) serves as OFF to ON occurs. As shown in drawing 4, when the 5 current is flowing from (TR1) to (TR4) by the resistance welding time, When a reflux current flows from a stator winding 12 to (TR4) through the internal diode of (TR4) to (TR2) and consumes by the stator winding 12, generating of the surge voltage generated in a switching circuit can be 10 prevented.

moreover, the time of the current flowing from (TR3) to (TR2) by the resistance welding time conversely -- a reflux current -- the internal diode of (TR2) to (TR4) -- going -- a stator winding -- going (TR2) -- generating of the surge 15 voltage generated in a switching circuit can be prevented by flowing and consuming by the stator winding 12 so that it may return.

[0016]

The energization control signal and current wave form of 20 each energization component of (TR1) of this condition, (TR3), (TR2), and (TR4) are shown in drawing 3 (a), and the current path of each energization component of (TR1), (TR3), (TR2), and (TR4) and a stator winding 12 is shown in drawing 3 b.

25 [0017]

In drawing 3 (a), the control state to which a reflux current flows for (TR2) and (TR4) to serve as ON simultaneously (reflux time amount) is expressed to the time amount (reflux section) (TR1) and whose (TR3) are OFF simultaneously. As

for the current I which the wave of a stator winding 12 and the current I_a which flows to (TR4) is shown from having been shown in drawing 3 (b) (TR1), the section of T1 is equivalent to reflux time amount, and the current of the section of T1 flows to hard flow, and flows from a power source, to reflux time amount, a current does not flow like a graphic display.

[0018]

Although the timing from which (TR1) and (TR3) serve as OFF needs to be earlier than the timing from which (TR2) and (TR4) 10 serve as ON when shown in drawing 3 (a) it sends from the 2 signal-4 signal-transformation circuit 6 -- having (TR2) -- since the signal for actuation of (TR4) is a reversal signal of the driving signal of (TR1) and (TR3) and it is slightly overdue, the above-mentioned conditions are 15 maintained.

[0019]

Since (TR1) and (TR4) are flowed to a serial and it flows (TR3) and (TR2) to a serial, the effective current of a stator winding 12 turns into effective current of the short upside 20 energization component of the resistance welding time, and a reflux current within the reflux section.

[0020]

Setting out of reflux time amount (reflux section) adjusts the value of the resistance 1 and 2 which adjusts the 25 threshold electrical potential difference shown in drawing 1, goes up and down an intersection with Ct wave, and adjusts the time amount of Energization ON.

[0021]

However, when it becomes an overload with the time of

starting, or an external load and cannot flow back within the non-resistance welding time, it absorbs with the zener diode 11 of the proof-pressure less or equal of the above-mentioned energization component connected between 9 5 (TR3) and 10 (TR4), and destruction of the above-mentioned energization component is prevented.

[0022]

The 2nd means of this invention is a means which the reactive current is decreased and makes effectiveness high by 10 carrying out predetermined include-angle migration and establishing the fitting location of the field indicator H which detects the magnetic pole location of a rotator when preparing the reflux section in the hand of cut of a rotator. Drawing 5 is the explanatory view showing the relation 15 between induced voltage (**) in the case of having arranged the field indicator H (hall device) currently carried out from the former, output voltage (**) of a hall device, and the non-energized section (reflux section) and a current wave form (Ha). It generates to the same timing. the induced 20 voltage of (b), and the output voltage of hall device H of (b) -- changing -- Since it is energizing also when it is late for the time of the electrical-potential-difference change of a hall device with a control circuit for T hours (reflux time amount), a current begins to flow and induced 25 voltage is set to 0, the current value of the telophase of energization leaps up, the reactive current increases, and effectiveness worsens.

[0023]

then, the location which showed hall device H to drawing 5

in this invention as shown in drawing 6 -- the hand of cut of a rotator -- alpha -- include-angle migration is carried out and it prepares.

The generated voltage of hall device H serves as a phase which
5 progressed the degree of alpha angle from induced voltage by this, after the output voltage of hall device H occurs by the control circuit, energization is started T hours (reflux time amount) after, since the output of hall device H becomes 0 in the low-pressure area where induced voltage
10 does not become 0 and the current wave form in the telophase of energization does not leap up, the reactive current is decreased and effectiveness becomes high.

[0024]

The include angle alpha to which the above-mentioned hall
15 device H is moved has the optimal include angle which the sum total of the energization section B of a current wave form and the reflux section T which are shown in drawing 6 is equivalent to one period of an energization wave, and a rotator moves to one half of the time amount of this reflux
20 section T.

[0025]

However, it sets to DC brushless motor of this invention. Since it is constituted so that the resistance 1 and 2 which controls the threshold of ct wave prepared in the Puri driver
25 circuit 5 in the control circuit shown in drawing 1 may be adjusted, Energization ON and OFF time amount may be controlled and rotational speed and the reflux section may be set up It is set as the lead angle location which expected hall device H first, a threshold electrical potential

difference is adjusted in this location, rotational speed and the reflux section are adjusted, the location of a hall device is adjusted further, a threshold electrical potential difference is adjusted, and above locations and 5 rotational speed, and the reflux section of the optimal hall device are obtained.

[0026]

[Effect of the Invention]

It advances the degree of angle and they have the 10 effectiveness which is in the hand of cut of a rotator about the fitting location of the field indicator (hall device) which detects the magnetic pole location of a rotator that the reactive current can decrease and effectiveness can raise while they can make a reflux current flow back through 15 the controlling element and the stator winding of a bottom arm since the control circuits of DC brushless motor which grows into this invention are the above configurations, even if it does not form the capacitor which absorbs a reflux current between the vertical arms of the controlling element 20 of an output-control circuit.

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the circuit diagram showing one example of the control circuit of DC BURARASHI loess motor which grows into this invention.

25 [Drawing 2] It is drawing (b) showing the relation between the connection diagram (a) of the output circuit of one example of the control circuit of DC BURARASHI loess motor which grows into this invention, and the gate signal of the controlling element of the output of a hall device, Ct wave,

a threshold electrical potential difference, an upside arm, and a bottom arm.

[Drawing 3] It is drawing (b) showing the energization signals and current wave forms of drawing (a) and the upside arm of a controlling element which show the upside arm of a controlling element, a bottom arm, connection of a stator winding, and a current path in the circuit shown in drawing 1, and a bottom arm.

[Drawing 4] It is drawing showing the current path at the time of reflux.

[Drawing 5] It is drawing showing the induced voltage, the output voltage of a hall device, and the current wave form in the location of the conventional hall device.

[Drawing 6] It is drawing showing the induced voltage at the time of moving the location of the hall device by the 2nd example of this invention, the output voltage of a hall device, and a current wave form.

[Drawing 7] It is the circuit diagram of the control circuit of DC brushless motor currently carried out from the former.

20 [Description of Notations]

1 Resistance

2 Resistance

3 Resistance

4 Capacitor

25 5 Actuation IC for 2 Phase Half Waves

6 2 Signal-4 Signal-Transformation Circuit

7 Nine P channel MOSFET

8 Ten N-channel metal oxide semiconductor FET

11 Zener Diode

12 Single Phase Stator Winding
21 IC for Single Phase Full Wave Actuation
22 Single Phase Stator Winding
23 Reflux Capacitor
5 H Hall device

[Translation done.]